

# SISTEMI, COMPONENTI PASSIVI

→ Commento di un sistema misto analogico-digitale

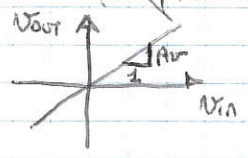
## \* AMPLIFICAZIONE

Una delle operazioni più comunemente eseguite di elaborazione del segnale è l'amplificazione.

Amplificatori, trasduttori forniscono segnali molto deboli con ampiezze di  $\mu V$  o al più di pochi mV, e cui è associata una energia molto piccola - (Termocoppia  $50 \mu V / ^\circ C$ )

Per poter affrontare le successive fasi di trattamento del segnale senza che disturbi e rumore deteriorino il segnale è necessario ottenere segnali di ampiezza maggiore

Il primo requisito per un amplificatore è la LINEARITÀ, in modo da garantire che non sia modificata l'informazione contenuta nel segnale, ma che il segnale in uscita sia una esatta replica del segnale di ingresso, ma di ampiezza maggiore. Ogni modificazione della forma d'onda del segnale, detta DISTORSIONE deve essere evitata.



$$V_{out}(t) = A_v \cdot V_{in}(t)$$

↑ QUADAGNO DELL'AMPLIFICATORE



m.o. non devo avere potenze superiori di  $V_{in}$  per avere un amplificatore lineare

Gli amplificatori in grado di "aumentare" l'ampiezza del segnale sono detti amplificatori di tensione, quale per esempio quello presente in uno stereo (preamplificatore)

Esiste anche un'altra categoria di amplificatore, l'amplificatore di potenza, che fornisce solo un modo

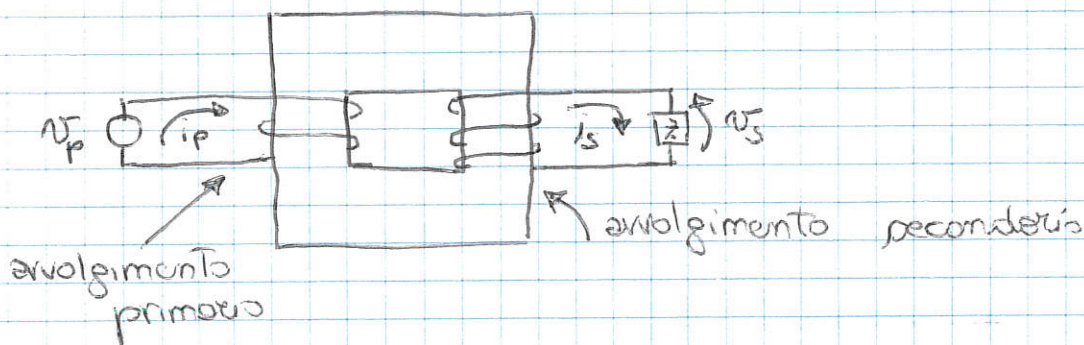


sto guadagno di tensione, ma un notevole guadagno di corrente. Esso è, cioè, in grado, pur assorbendo una potenza piccolissima dal segnale di ingresso (spesso proveniente da un preamplificatore) di fornire notevole potenza al carico in uscita (ad esempio l'altoparlante delle casse acustiche).

Per poter avere amplificazione è, comunque, necessario avere un guadagno di potenza.

Nel caso di un Trasformatore non si ha guadagno di potenza.

Un Trasformatore è costituito da un nucleo di ferro (o altro materiale ferromagnetico) sul quale sono avvolti due circuiti elettricamente indipendenti detti primario (costituito da  $N_p$  spire) e secondario (costituito da  $N_s$  spire)



↳ il flusso che si concatena con uno degli avvolgimenti è concatenato anche con l'altro

↓  
Si può dimostrare che il rapporto tra le tensioni ai capi del primario e del secondario è pari al rapporto tra il numero di spire dei due avvolgimenti

$$\frac{V_s}{V_p} = \frac{N_s}{N_p}$$

D'altro canto il rapporto tra le correnti è dato da

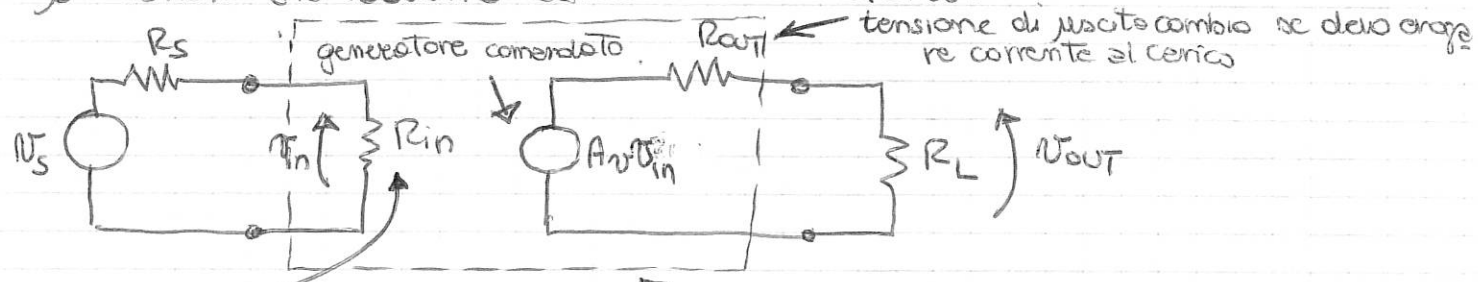
$$\frac{i_p}{i_s} = \frac{N_s}{N_p}$$

Si vede quindi come il Trasformatore, sia in grado di fornire eventualmente al carico una tensione maggiore della tensione in ingresso, ma la potenza trasferita risulta al più uguale o di solito minore della potenza in ingresso. a causa delle inevitabili dissipazioni

$$V_s \cdot I_s = \frac{N_s}{N_p} V_p \frac{N_p}{N_s} I_p$$

Per poter avere amplificazione è necessario disporre di componenti attivi, cioè componenti in grado, una volta alimentati, di assorbire potenza dall'alimentazione e utilizzarla per fornire in uscita una potenza maggiore di quella associata al segnale in ingresso. Il componente attivo che studieremo per primo è il Transistore MOS e lo useremo per costruire un semplice amplificatore di tensione.

Consideriamo un po' più in dettaglio un amplificatore di tensione e vediamo come modellarlo:



l'amplificatore richiama un po' di corrente dal generatore.

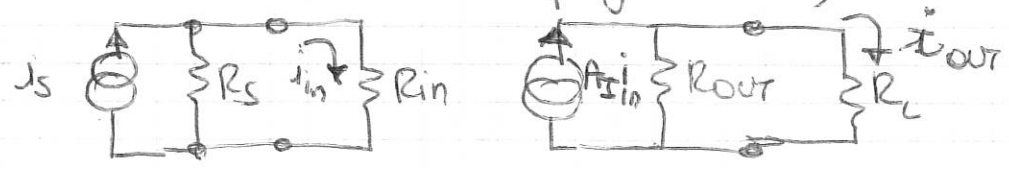
amplificatore (m.b. ci devono essere le alimentazioni)

$$V_{in} = \frac{R_{in}}{R_s + R_{in}} \cdot V_s$$

$$V_{out} = (A_v V_{in}) \frac{R_L}{R_L + R_{out}} = A_v \frac{R_{in}}{R_{in} + R_s} \cdot \frac{R_L}{R_L + R_{out}} V_s$$

↳ se  $R_{out} \ll R_L$  e  $R_{in} \gg R_s \Rightarrow V_{out} = A_v V_s$

ESERCIZIO DA FARE: amplificatore di corrente





2) Abbiamo fino a qui pensato che l'amplificatore sia lineare sempre, in realtà ciò non accade per ogni ampiezza del segnale in ingresso ed in uscita, ma c'è una dinamica limitata entro cui ciò accade

Fig. 1.13 Sedra Smith

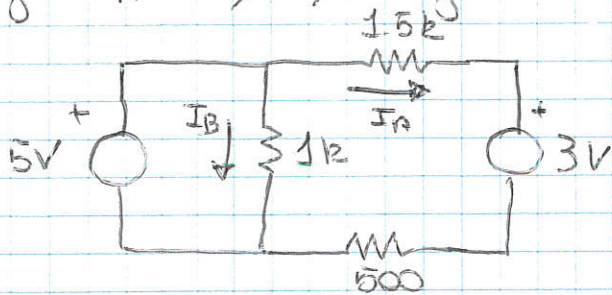
Per evitare distorsioni l'escursione del segnale di ingresso deve limitarsi entro il range di funzionamento lineare:

$$\frac{L_-}{A_v} \leq v_{in} \leq \frac{L_+}{A_v}$$

Anche se anche nella regione considerata lineare l'amplificatore può mostrare non-linearità di diversa grandezza, a seconda delle applicazioni a cui si rivolge.

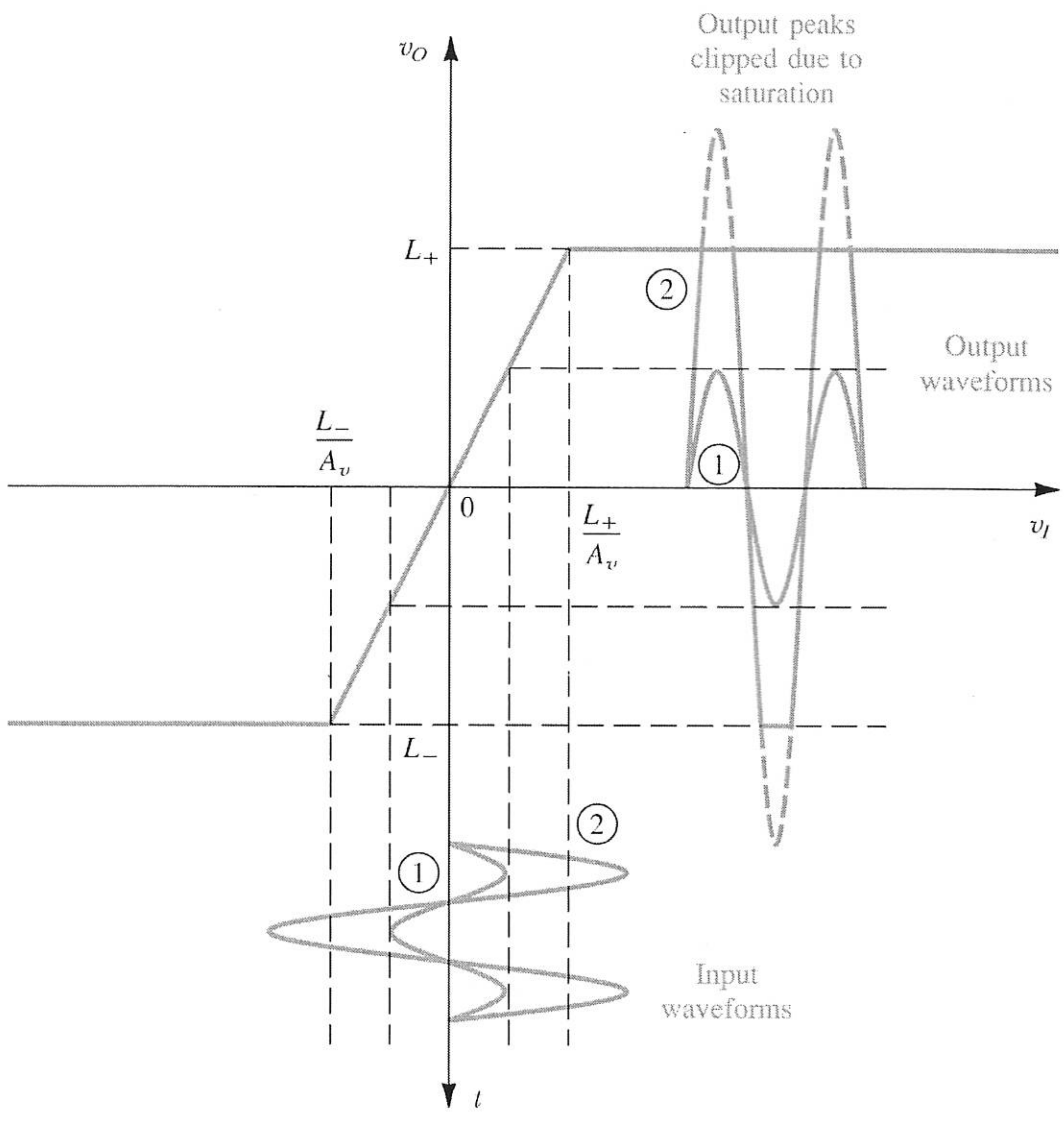
### \* ALTRI TIPI DI ELABORAZIONE DEL SEGNALE

Ⓐ Una volta amplificato possiamo effettuare diverse operazioni sul segnale - la più semplice da effettuare è la SOMMA degli effetti di due generatori:



Il circuito è lineare ( $\Rightarrow$  costituito da resistenze, che sono componenti lineari, cioè per i quali la Tensione ai capi dei Terminali è legata alla corrente nei Terminali da operatori lineari, cioè moltiplicazione per un fattore costante, integrale, derivato)  $\rightarrow$  vale il PRINCIPIO DI SOVRAPPOSIZIONE DEGLI EFFETTI

per cui possiamo considerare singolarmente il contributo di ogni generatore e poi sommare i due risultati parziali per giungere al risultato finale.



negative limit. The resulting transfer characteristic is shown in Fig. 1.13, with the positive and negative saturation levels denoted  $L_+$  and  $L_-$ , respectively. Each of the two saturation levels is usually within 1 or 2 volts of the voltage of the corresponding power supply.

Obviously, in order to avoid distorting the output signal waveform, the input signal swing must be kept within the linear range of operation.

$$\frac{L_-}{A_v} \leq v_I \leq \frac{L_+}{A_v}$$

Figure 1.13 shows two input waveforms and the corresponding output waveforms. We note that the peaks of the larger waveform have been clipped off because of amplifier saturation.

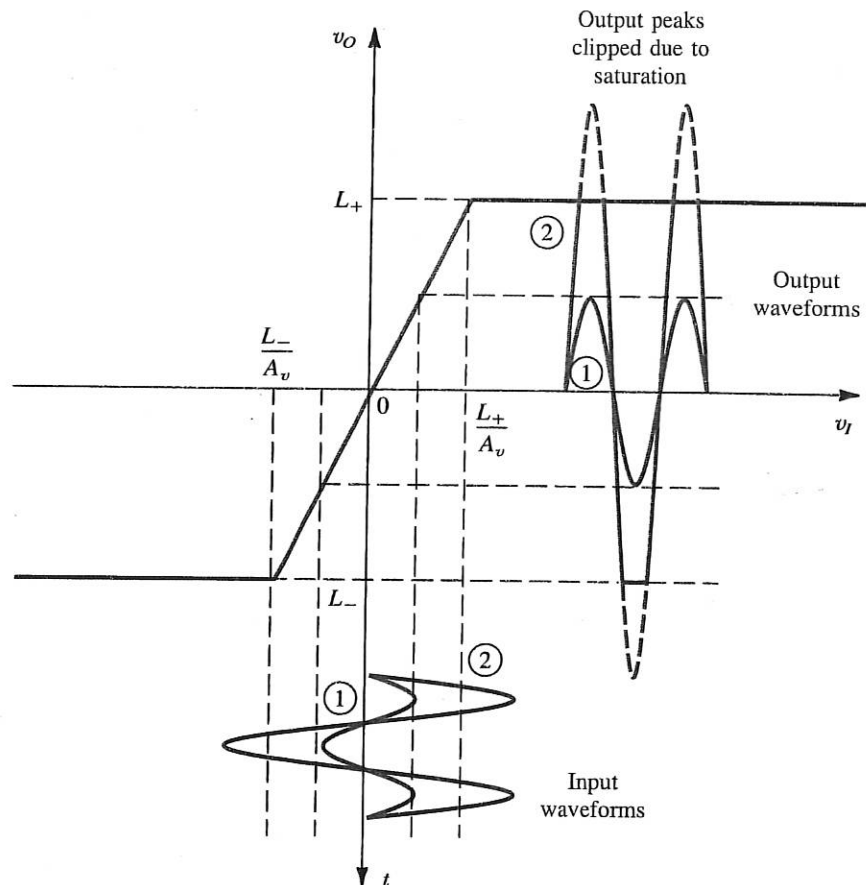
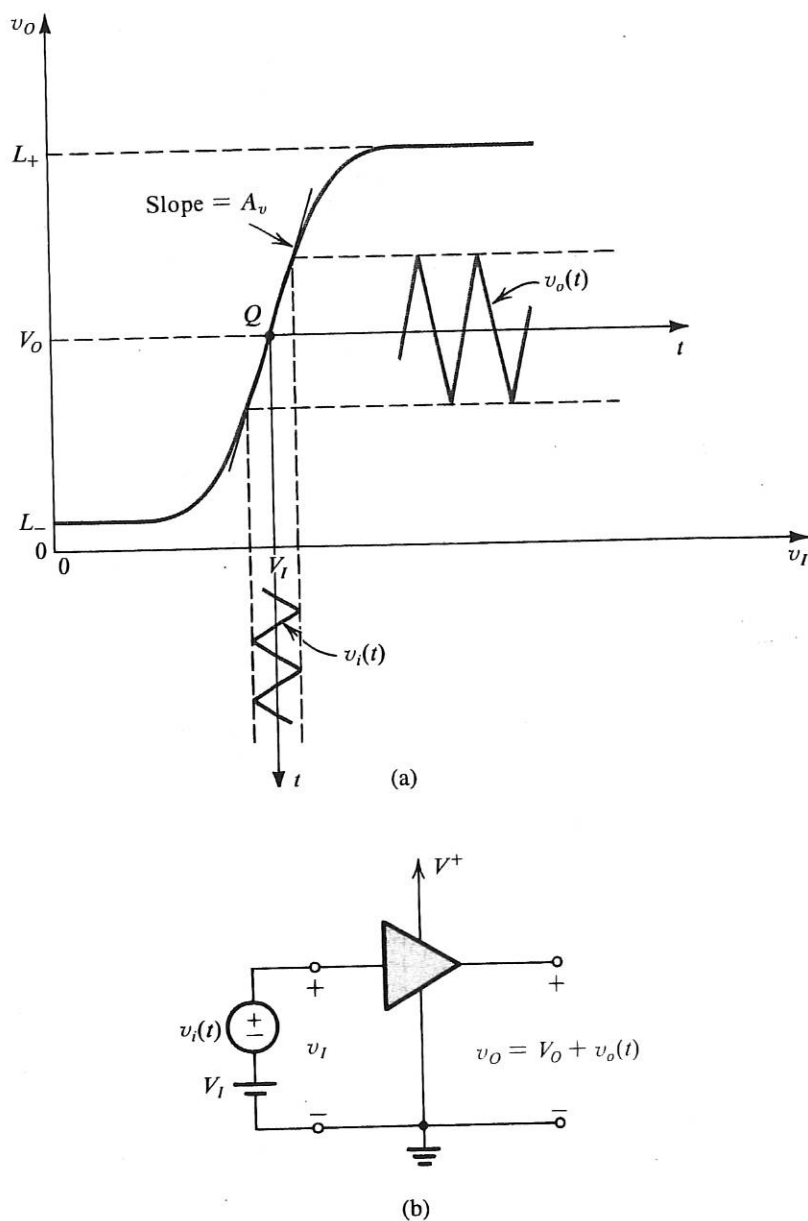


Fig. 1.13 An amplifier transfer characteristic that is linear except for output saturation.

### Nonlinear Transfer Characteristics and Biasing

Except for the output saturation effect discussed above, the amplifier transfer characteristics have been assumed to be perfectly linear. In practical amplifiers the transfer characteristic

may exhibit nonlinearities of various magnitudes, depending on how elaborate the amplifier circuit is, and on how much effort has been expended in the design to ensure linear operation. Consider as an example the transfer characteristic depicted in Fig. 1.14. Such a characteristic is typical of simple amplifiers that are operated from a single (positive) power supply. The transfer characteristic is obviously nonlinear and, because of the single-supply operation, is



**Fig. 1.14** (a) An amplifier transfer characteristic that shows considerable nonlinearity. (b) To obtain linear operation the amplifier is biased as shown, and the signal amplitude is kept small.



not centered around the origin. Fortunately, a simple technique exists for obtaining linear amplification from an amplifier with such a nonlinear transfer characteristic.

The technique consists of first biasing the circuit to operate at a point near the middle of the transfer characteristic. This is achieved by applying a dc voltage  $V_I$ , as indicated in Fig. 1.14, where the operating point is labeled  $Q$  and the corresponding dc voltage at the output is  $V_O$ . The point  $Q$  is known as the **quiescent point**, the **dc bias point**, or simply the **operating point**. The time-varying signal to be amplified,  $v_i(t)$ , is then superimposed on the dc bias voltage  $V_I$  as indicated in Fig. 1.14. Now, as the total instantaneous input  $v_I(t)$ ,

$$v_I(t) = V_I + v_i(t)$$

varies around  $V_I$ , the instantaneous operating point moves up and down the transfer curve around the operating point  $Q$ . In this way, one can determine the waveform of the total instantaneous output voltage  $v_O(t)$ . It can be seen that by keeping the amplitude of  $v_i(t)$  sufficiently small, the instantaneous operating point can be confined to an almost linear segment of the transfer curve centered about  $Q$ . This in turn results in the time-varying portion of the output being proportional to  $v_i(t)$ ; that is,

$$v_O(t) = V_O + v_o(t)$$

with

$$v_o(t) = A_v v_i(t)$$

where  $A_v$  is the slope of the almost linear segment of the transfer curve; that is,

$$A_v = \left. \frac{dv_O}{dv_I} \right|_{\text{at } Q}$$

In this manner, linear amplification is achieved. Of course, there is a limitation: The input signal must be kept sufficiently small. Increasing the amplitude of the input signal can cause the operation to be no longer restricted to an almost linear segment of the transfer curve. This in turn results in a distorted output signal waveform. Such nonlinear distortion is undesirable: The output signal contains additional spurious information that is not part of the input. We shall use this biasing technique and the associated small-signal approximation frequently in the design of transistor amplifiers.

### EXAMPLE 1.2

A transistor amplifier has the transfer characteristic

$$v_O = 10 - 10^{-11} e^{40v_I} \quad (1.11)$$

which applies for  $v_I \geq 0$  V and  $v_O \geq 0.3$  V. Find the limits  $L_-$  and  $L_+$  and the corresponding values of  $v_I$ . Also, find the value of the dc bias voltage  $V_I$  that results in  $V_O = 5$  V and the voltage gain at the corresponding operating point.

### SOLUTION

The limit  $L_-$  is obviously 0.3 V. The corresponding value of  $v_I$  is obtained by substituting  $v_O = 0.3$  V in Eq. (1.10); that is,

$$v_I = 0.690 \text{ V}$$



- ⓑ) Altri tipi di filtraggio più complessi richiedono di effettuare l'integrazione o la derivazione del segnale in ingresso. Per fare ciò necessitiamo di componenti REATTIVI, cioè componenti in cui la relazione tra tensione e corrente non sia la semplice moltiplicazione per una costante ma un'operazione di derivazione o integrazione, come accade con il condensatore o l'induttore.
- ⓒ) Possono essere effettuati anche altri tipi di filtraggio

23  
 più complessi realizzando opportuni circuiti analogici, oppure convertendo il segnale analogico in un segnale digitale e procedendo poi all'elaborazione del segnale per via numerica ( $\Rightarrow$  DSP - Digital Signal Processor)

## \* COMPONENTI PASSIVI

### • RESISTORI



$$v(t) = R \cdot i(t)$$

valori elettotecnica

100 ÷ 10000 V

1 ÷ 1000 A

}  $P > 1 \text{ kW}$

valori elettronica

$\sim 10 \text{ V}$

$\sim 1 \text{ mA}$

}  $P \sim 1 - 100 \text{ mW}$   
 fino a  $1 \text{ W}$

$$\Rightarrow R \sim 1 - 100 \text{ k}\Omega \quad \left[ \text{OHM} = \frac{\text{V}}{\text{A}} \right]$$

Diverse Tecnologie per produrre resistori discreti:

\* ad impasto di carbonio (tolleranza 5 ÷ 10%)

impasto resistivo a base di carbonio racchiuso in un contenitore cilindrico.  $R$  cresce se  $\uparrow$  e diminuisce se  $\downarrow$

\* a strato di carbonio

supporto cilindrico di ceramica su cui è depositato uno strato conduttivo di carbonio

\* a filo  $\uparrow$

filo conduttore di opportuna sezione e lunghezza

\* a strato metallico (tolleranza 0,1% - 1%)

- Non sono disponibili tutti i valori di resistenze, ma solo alcuni valori standard (ad esempio non esiste il  $50 \Omega$  ma esiste il  $47 \Omega$  ed il  $51 \Omega$ ).

- Compito del progettista elettronico è di realizzare circuiti

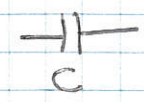


le cui prestazioni dipendono dal valore reale solo di alcuni

Tro i componenti usati

Devo dimensionare il valore di R, ma devo anche fare attenzione alla potenza dissipata ( $\frac{1}{4} W$ ;  $\frac{1}{2} W$ ;  $1 W$ ;  $5 W$ )

CONDENSATORI



Diverse Tecnologie

(< 1uF)

- ceramici: lamine ceramiche su cui sono posti per metallizzazione le punte; le lamine impilate sono connesse in parallelo.

- plastica: foglio metallizzato di materiale sintetico, usato come dielettrico (poliacetilene o polipropilene) o polistirolo.



( $> 1 \mu F$ )

- elettrolitici: dielettrico è uno strato di ossido formato per deposizione elettrolitica su un maestro di alluminio

Le Tolleranze sono in genere del  $\pm 20\%$ .

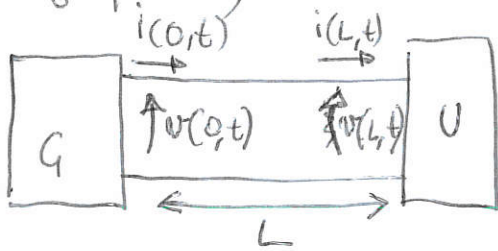
= INDUTTORI



Il legame tra tensione e corrente è il seguente:

$$v(t) = L \frac{\Delta I}{\Delta t} \Rightarrow v(t) = L \frac{di(t)}{dt}$$

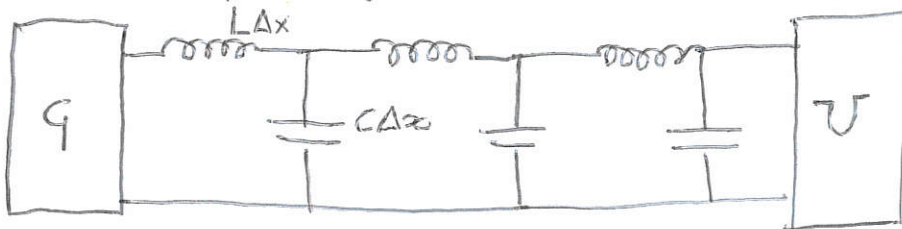
ma b. anche il conduttore (filo metallico) che collega due componenti di un circuito ha capacità ed induttanza - poiché abbiamo un flusso di campo magnetico concatenato con i percorsi conduttori chiusi di un circuito e le sue variazioni inducono delle f.e.m. che nonostante il basso valore di L possono non essere trascurabili quando i segnali variano rapidamente nel tempo (alta frequenza)



Due conduttori collegano un generatore G ed un utilizzatore U. I conduttori sono rappresentati come collegamenti a resistenza nulla

Nulla  $\Rightarrow$  per Kirchhoff  $i(0,t) = i(L,t)$  e  $v(0,t) = v(L,t)$

Queste condizioni sono verificate in regime stazionario ma in presenza di segnali variabili nel tempo:



- accoppiamento capacitivo
- effetti induttivi

↓  
rete a parametri distribuiti

L, C: induttanza e capacità per unità di lunghezza -



in generale dati due punti  $x_1$  ed  $x_2$  del conduttore:

$$V(x_1, t) \neq V(x_2, t)$$

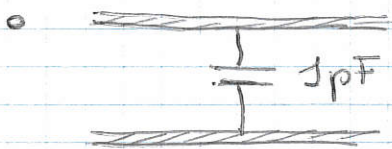
ed in particolare  $V(0, t) \neq V(L, t)$



da descrizione di una rete a parametri concentrati e la sua analisi sulla base delle leggi di Kirchhoff reggono purché poter trascurare gli effetti di induzione elettrica e magnetica tra i conduttori - Gli effetti induttivi e capacitivi devono poter essere confinati solo in alcune regioni della rete e rappresentati da conduttori e condensatori concentrati

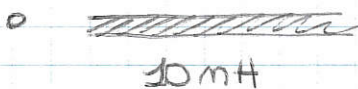
↳ l'applicabilità delle leggi di Kirchhoff è ragionevole purché i segnali elettrici nella rete non siano rapidamente variabili (condiz. di quasi-stazionarietà)

Ad es.  $f = 2 \text{ GHz}$  (freq. di lavoro di un preamplificatore impiegato nelle telecomunicazioni su fibra ottica):



$$\Rightarrow |Z| = \frac{1}{\omega C} = 80 \Omega$$

↳ le due linee non sono isolate ma significativamente accoppiate

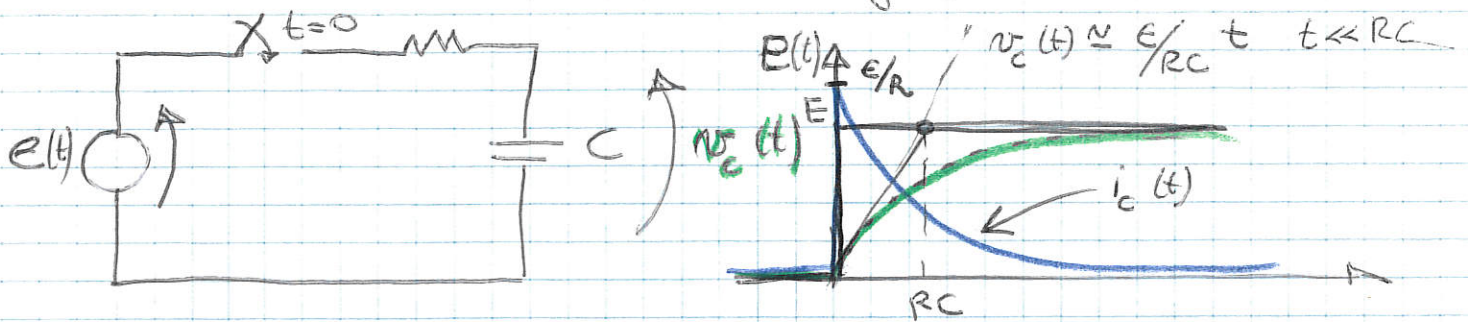


$$\Rightarrow |Z| = \omega L = 125 \Omega !$$

invece che un cortocircuito,



- condensatori e induttori sono dipendenti quando sono riducibili (in serie o in parallelo) o quando la loro condizione energetica è vincolata al rispetto di un legame (3 condensatori sui  $60V$  di una maglia)



C inizialmente scarico  $\Rightarrow Q=0 \Rightarrow v_c=0$

$\hookrightarrow$  all'inizio del transitorio fluisce nella resistenza  $R$  una corrente finita pari a  $E/R$

$I = E/R = \frac{Q}{t} \Rightarrow$  una carica  $Q = \frac{E}{R} t$  si deposita sulle armature del condensatore

$\hookrightarrow v_c(t) \approx \frac{Q(t)}{C} \approx \frac{E}{RC} t$  ANDAMENTO LINEARE

tuttavia la tensione ai capi del condensatore varia nel tempo  $\Rightarrow$  varia nel tempo la corrente che fluisce nella resistenza  $R \Rightarrow$  la corrente che va a caricare il condensatore è sempre più piccola  $\Rightarrow$  la tensione sul condensatore cresce sempre più lentamente finché la tensione ai capi della resistenza si annulla e dunque anche la corrente che attraversa il condensatore

$\hookrightarrow v_c$  raggiunge e si fissa al valore  $E$

Equazione differenziale:

$$v_c(t) = E - i(t) \cdot R = E - RC \frac{dv_c(t)}{dt}$$

$\hookrightarrow v_c(t) = E \left(1 - e^{-t/RC}\right) \approx E \frac{t}{RC}$  se  $t \ll \tau$



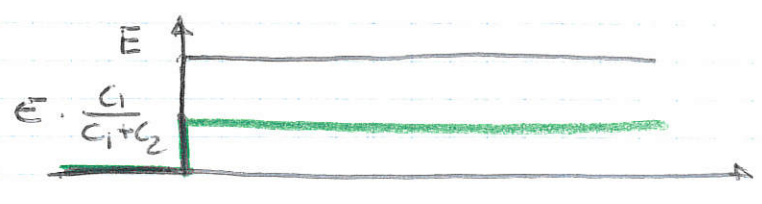
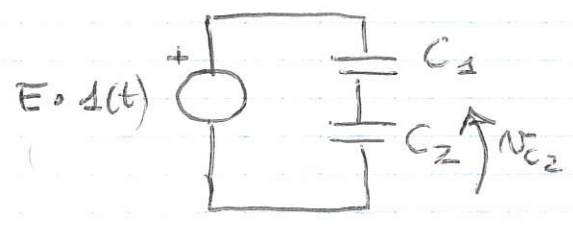
Tempo di salita (RISE TIME) Tempo necessario al fronte per passare dal 10% al 90% del valore finale

$$t_{rise\ 10-90\%} = 2.2 RC$$

$$t > 5RC \Rightarrow \frac{E - e^{-t/RC}}{E} < 1\%$$

Questa rete è detta INTEGRATORE APPROSSIMATO perché ad un segnale costante  $E = 1(t)$  risponde, ma solo per  $t \ll RC$ , con una risposta lineare che è l'integrale di un segnale a gradino

M.o.b. quando ho solo un condensatore è sufficiente conoscere il valore iniziale e finale ed il valore della costante di tempo perché l'andamento è sempre esponenziale.



$$I_1 = I_2 \Rightarrow C_1 \frac{dV_1}{dt} = C_2 \frac{dV_2}{dt} \Rightarrow \frac{C_1}{C_2} = \frac{dV_2}{dV_1}$$

$$dV_2 = \frac{C_1}{C_2} dV_1$$

$$V_2 = \frac{C_1}{C_2} V_1 = \frac{C_1}{C_2} (E - V_2) = E \frac{C_1}{C_2} - V_2 \frac{C_1}{C_2}$$

$$V_2 = E \frac{C_1}{C_2} \frac{1}{1 + \frac{C_1}{C_2}} = E \frac{C_1}{C_1 + C_2}$$

PARTITORE CAPACITIVO.

